

공개특허특1998-702348

(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. 6
H04N 5/21(11) 공개번호 특1998-702348
(43) 공개일자 1998년07월15일

(21) 출원번호	특1997-705745		
(22) 출원일자	1997년08월18일		
번역문제 출일자	1997년08월18일		
(86) 국제출원번호	PCT/IB 96/001295	(87) 국제공개번호	WO 97/23089
(86) 국제출원출원일자	1996년11월25일	(87) 국제공개일자	1996년06월26일
(81) 지정국	EP 유럽특허 : 오스트리아, 브리에, 스위스, 리히텐슈타인, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드,		

국내특허 : 일본, 대한민국,

(30) 우선권주장	573,8571995년12월18일미국(US)
(71) 출원인	필립스 일렉트로닉스 엔.브이. 요트, 게.아. 롬페즈 네덜란드, 베아 아인드호펜 5621, 그로네보드세베그 1
(72) 발명자	홀리알카트 사미르 엔. 네덜란드, 아야 아인드호펜 5656, 홀스톨린 6 구안 지유안 네덜란드, 아야 아인드호펜 5656, 홀스톨린 6
(74) 대리인	이병호 최달용

심사항구 : 없음

(54) 채널 식별 장치 및 방법

요약

본 발명은 2개의 최소 제곱법(Least Square Method, LS) 추정자를 이용한 채널 식별 방법 및 장치에 관한 것이다. 각 LS 추정자는 일련의 채널값을 계산 및 추정된 채널 임펄스 응답 정보가 밴드의 일부에 걸쳐 유일하게 신뢰할 수 있더라도 전체 주파수 밴드에 걸쳐 추정된 채널 임펄스 반응값을 판단하기 위해 이용된다. 각 LS 추정자는 추정된 채널 임펄스 반응폭이 공지된 테스트 신호의 폭보다 작은 경우에 동작하여, 테스트 신호는 채널을 식별하기 위해 이용되는 채널에 전송된다. 수신된 신호로부터 채널 유도된 왜곡의 제거를 위한 TV 고스트 제거 시스템에 있어서, LS 추정자는 채널 임펄스 반응 효과를 계산하기 위해 이용되며, 여기서 상기 시스템은 신호로부터 채널의 영향을 제거하기 위한 채널 임펄스 반응에 연관된 고스트 제거 필터를 포함한다.

영세서

기술분야

본 발명은 일반적으로 통신 채널의 특성을 식별하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이며, 보다 상세하게는 텔레비전 신호의 전송 중에 발생할 수 있는 에코(고스트 라고도 칭함)를 실질적으로 제거하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

통신 공학은 신호가 전송되는 통신 채널에 의해 변경된 신호를 회복시키는 문제를 계속해서 다루어야 한다. 신호 회복은 종종 통신 채널이 최소한 신호 변경에 기여하는 파라미터들에 관하여 완전히 특성화된 경우에 달성될 수 있다. 따라서, 신호 회복 문제의 빈번한 필수 성분은 통신 채널의 특성을 식별하는 것이다.

그의 채널 임펄스 반응에 의한 채널의 특성은 고스트-제거, 등화 및 적응할 수 있는 필터 디자인에서 극히 중요한 역할을 한다. 멀티비전 신호를 위한 고스트-제거에 있어서, 채널 임펄스 반응 데이터는 예를 들면 본 발명의 양수인에게 양도된 미합중국 특허 제 5,047,859호(대리인의 정리 번호 제PHA 21622호) 및 동 제 5,111,298호(대리인의 정리 번호 제PHA 21644호)에 기재된 바와 같이 예코를 제거하기 위해 유한-임펄스 반응(FIR) 및 무한-임펄스 반응(IIR) 필터를 개발하기 위해 사용되어, 그의 개시 내용을 본 명세서에 참고로 기재한다. 채널 임펄스 반응에서 추정 이어는 진체적인 성능을 개선시키기 위해 가능한 한 작은 것은 필수적이고, 이는 초기 포착 및 정상 상태 트래킹 모두의 견지에서 그렇게 칭할 수 있다. 고스트 제거 문제 및 일부 이론적인 해결책이 우수한 개관은 W. Ciciora, G. Sprignoli 및 W. Thomas의 헌원 [A Tutorial on Ghost Cancelling in Television Systems, IEEE Trans. Consumer Elect., 제CE-25 권, 제9-43페이지(1979. 2)]에서 발견할 수 있다.

채널 식별 문제에 대한 비른 시도는 목적하는 채널 상으로 공지된 신호를 전송하고, 그 신호가 채널을 통해 통과한 후 전송된 신호를 수신하는 것이다. 그러나, 공지된 신호는 선형 채널 및 잡음에 의해 변조된다. 잡음은 부가적인 화이트 가우스 잡음(AWGN)인 것으로 추정된다. 이어서, 원래 전송된 신호는 수신된 신호와 비교되고, 채널 특성의 모델은 비교에 근거하여 개발된다. 공지된 신호는 역시 반복적으로 전송됨으로써, 단순한 평균화 기술은 신호 대 잡음 비율(SNR)을 증가시키기 위해 사용될 수 있으며, 아마도, 근시치료로 잡음을 무시할 수 있는 것으로 추정될 수 있다. 이어서 채널의 특성화는 공지된 전송 신호의 대역폭을 위해 기능하다.

때때로 다른 고려할 사항들은 공지된 신호가 채널의 대역폭 이상의 대역폭으로 전송되는 것을 방지한다. 결과적으로, 채널 주파수 반응의 완전한 정보는 유용하지 않다. 예를 들면, 이날로그 NTSC 고스트-제거를 위해 사용된 고스트-제거-기준(GCR)은 4.2 MHz의 대역폭을 갖는다. 그러나, 저단자 디지털 신호 처리 기술은 수행하도록 공지된 수상기에서 사용된 아날로그 디지털(A/D) 변환기는 14.3 MHz의 샘플링 속도, 그에 따라 효율적으로 생각되는 7.15MHz의 채널을 가지며: 여기서 채널의 대역폭은 수상기에서 A/D변환기에 선행하는 필터에 의해 결정된다. 따라서, 광다 샘플링된 아날로그 신호에 대해, 채널 대역폭은 공지된 신호(즉, 우리의 실시예에서 GCR 신호에 대응함)의 대역폭보다 향상 더 크다. 일반적으로, 이러한 문제는 유일하게 해결될 수 없다. 비랄직한 GCR 신호는 D. Koo에게 하여된 미합중국 특허 공개 제 5,121,211호(대리인 정보 번호 제PHA21667호)에 기재되어 있다.

실제적인 관점에서, GCR 신호는 신호가 엑시히 밴드제한되지 않고; 실제로 적은 양의 에너지 역시 4.2 내지 7.15 MHz 범위로 존재하는 것을 의미하는 유한 비영 길이를 갖는다. 잡음의 존재하에, 4.2 내지 7.15 MHz 범위의 GCR 신호의 일부는 매우 신뢰할 수 없게 됨으로써 공지된 채널-임펄스 반응 추정 방법에서 부정확성을 유발한다.

따라서, 정보가 밴드의 일부에 걸쳐 유일하게 신뢰할 수 있도록 전체 주파수 밴드에 걸쳐 채널의 추정값을 제공하는 채널 식별 방법 및 장치를 제공하는 것이 바람직할 수 있다.

도면의 간단한 설명

도 1A 및 1B는 불연속 시간 채널로서 모델화된 시간과 TV 채널의 합수로서 실제 TV 채널 신호 전송 결로의 블록도를 나타내고,

도 2는 본 발명을 기재할 목적으로 사용된 Koo 고스트 제거 기준(GCR) 신호를 나타내며,

도 3은 본 발명에 따라 제 1 추정자에 대응하는 채널 보간 기술의 수행을 설명하는 임펄스 반응을 나타내고,

도 4는 본 발명에 따라 제 1 추정자에 대응하는 채널 보간 기술의 수행을 추가로 나타내기 위해 도 3의 임펄스 반응의 주파수 반응을 나타내며,

도 5는 본 발명에 따라 제 2 추정자에 대응하는 채널 보간 기술의 수행을 설명하는 임펄스 반응을 나타내고,

도 6은 본 발명에 따라 제 2 추정자에 대응하는 채널 보간 기술의 수행을 추가로 나타내기 위해 도 5의 임펄스 반응의 주파수 반응을 나타내며,

도 7은 본 발명의 따라 예코 제거 회로의 실시예의 블록도를 나타내고.

도 8은 본 발명에 따라 통신 채널 임펄스 반응의 값을 연산하기 위한 처리기 회로의 개략도를 나타낸다.

발명의 상세한 설명

본 발명의 목적은 상기한 바와 같이 당업계의 문제점들을 극복하는 것이다.

본 발명의 다른 목적은 정보가 밴드의 일부에 걸쳐 유일하게 신뢰할 수 있더라도 전체 주파수 밴드에 걸쳐 채널의 추정값을 제공하는 채널 식별 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

본 발명의 일면에 따라, 통신 채널 식별 방법은 식별될 통신 채널로 시험 신호(x)를 전송하는 단계를 포함하여, 시험 신호(x)는 신호 전송을 갖는다. 신호(y)가 수신되며, 여기서 신호(y)는 시험 신호(x)가 통신 채널을 통해 통과되고 그에 의해 왜곡된 후 시험 신호(x)를 포함한다. 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스가 산출되며, 채널 임펄스 반응은 통신 채널의 추정값을 제공한다. 채널 값의 시퀀스는 $[-L, M]$ 에 의해 제한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 여기서 채널 임펄스 반응은 $M+L$ 과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펬ן은 시험 신호(x)의 스펜보다 더 작다. 산출 단계는 최소 제곱법(LS) 추정자를 추가로 포함한다.

또한, 본 발명에 따라, 통신 채널 식별 장치는 신호(y)를 수신하기 위한 수신 수단을 포함한다. 신호(y)는 시험 신호(x)가 식별될 통신 채널을 통해 통과되고 그에 의해 왜곡된 후의 시험 신호(x)를 포함하고, 시험 신호(x)는 통신 채널에 의해 전송되고, 추가로 신호 스펜을 갖는다. 저장 수단은 기준 시험 신호(x

x_{REF})를 기억하고, 여기서, 기준 시험 신호(x_{REF})는 통신 채널에 의해 변조되지 않은 시험 신호(x)를 포함한다. 마지막으로, 수신된 신호(y) 및 기준 시험 신호(x

x_{REF})에 반응성인 연산 수단은 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스를 산출하고, 채널 임펄스 반응은 통신 채널의 추정값을 제공한다. 채널 값의 시퀀스는 $[-L, M]$ 에 의해 제한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 여기서 채널 임펄스 반응은 $M+L$ 과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펬ן은 시험 신호(x)의 스펜보다 더 작다. 산출 단계는 최소 제곱법(LS) 추정자를 추가로 포함한다.

본 발명에 따른 다른 방법은 신호들로부터 채널 유도된 왜곡을 제거하는 것을 포함한다. 이 방법은 신호들을 수신하는 단계를 포함하고, 여기서 이 신호들은 신호(y)를 포함한다. 신호(y)는 시험 신호(x)가 통신 채널을 통해 통과하고, 그에 의해 왜곡된 후 시험 신호(x)를 포함한다. 시험 신호(x)는 신호 스펜을 갖는 신호를 포함한다. 통신 채널은 실시간에 식별되고, 여기서 채널을 식별하는 단계는 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계를 포함한다.

채널 임펄스 반응은 통신 채널의 추정값을 제공하고, 여기서 채널 값의 시퀀스는 $[-L, M]$ 에 의해 제한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 여기서 채널 임펄스 반응은 $M+L$ 과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펜은 시험 신호(x)의 스펜보다 더 작다. 채널 값의 시퀀스는 산출하는 단계는 최소 제곱법(LS) 추정자를 추가로 포함한다. 마지막으로, 수신된 신호들은 이 신호들로부터 채널 유도된 왜곡을 제거하기 위해 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스에 반응하여 실시간으로 필터링된다.

본 발명의 또 다른 실시에는 신호들로부터 채널 유도된 왜곡을 제거하는 장치를 포함한다. 이 장치는 신호들을 수신하는 수단을 포함하고, 여기서 신호들은 신호(y)를 포함한다. 신호(y)는 시험 신호(x)가 통신 채널을 통해 통과되고 그에 의해 왜곡된 후의 시험 신호(x)를 포함하고, 여기서 시험 신호(x)는 통신 채널에 의해 전송되고, 추가로 신호 스펜을 갖는다. 저장 수단은 기준 시험 신호(x

x_{REF})를 기억하고, 여기서, 기준 시험 신호(x_{REF})는 통신 채널에 의해 변조되지 않은 시험 신호(x)를 포함한다. 수신된 신호(y) 및 기준 시험 신호(x_{REF})에 반응성인 통신 채널 식별 수단은 통신 채널을 실시간으로 식별하도록 제공된다. 식별 수단은 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스를 산출하고, 채널 임펄스 반응은 통신 채널의 추정값을 제공한다. 채널 값의 시퀀스는 $[-L, M]$ 에 의해 제한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 여기서 채널 임펄스 반응은 $M+L$ 과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펜은 시험 신호(x)의 스펜보다 더 작다. 산출 단계는 최소 제곱법(LS) 추정자를 추가로 포함한다. 마지막으로, 필터링 수단은 신호들로부터 채널 유도된 왜곡을 제거하기 위해 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스에 반응하여 수신된 신호들을 실시간으로 필터링하도록 제공된다.

특허 청구의 범위 제1항, 제7항, 제8항, 제9항 및 제 10항은 본원 발명을 규정한다. 독립항들은 유리한 실시예들을 규정한다.

본 발명의 상기 및 기타 교훈 및 장점은 아래 나타내는 바와 같이 본 발명의 실시예의 상세한 설명에 따라 보다 명백해 질 것이다. 하기 설명에 있어서, 동일한 참조 번호가 이월되는 수반된 도면을 참조하게 될 것이다.

설/시/예

본 발명을 기재하기 위한 목적으로, TV 고스트-제거 시스템은 본 발명의 동력 및 효율을 나타내기 위해 선택되었다. 따라서, 고스트-제거 채널 모델을 본 명세서에 기재한다. 고스트-제거 채널 모델을 위해, 채널 식별 방법은 본 발명에 따라 LS 기술을 사용하여 공식화하고, 아래 추가로 기재한다. 더욱이, 하기 설명으로부터 명백히 알 수 있듯이, 본 발명에 따라 LS 추정자를 사용할 때 얻은 실험 결과는 거의 최상의 채널 식별을 제공한다.

본 발명은 하기 국면을 고려한다. 채널의 임펄스 반응의 최대 길이가 공지된 경우, 전체 채널 주파수 반응을 결정하기 위해 적은 잡음 정보를 사용하여 얻은 '신뢰할 수 있는' 주파수 반응의 보간법을 효율적으로 수행하는 채널 식별 기술을 개발할 수 있다. 예를 들면, CATV 채널에 의해, 임펄스 반응 길이는 2usec인 것으로 공지되어 있다. 관찰 시간동안에 대한 임펄스 반응 길이의 비율(예, 아래 수학식 2에 정의된 바의 신호(y)의 값의 시퀀스에 관한 간격(N+L))이 전체 대역폭에 대한 '신뢰할 수 있는' 정도 밴드의 비율보다 작은 경우, 본 발명에 따른 보간법은 매우 정확할 수 있다. 본 발명에 따른 채널 식별 방법 및 장치는 공지된 단일 값 분해(SVD) 기술을 추가로 사용하는 공지된 최소 제곱법(LS) 신형 예측 이론에 기초한 방법을 혼입한다. 또한, 잡음 특성에 관한 정보가 독립적으로 결정되는 경우, 보간법의 문제는 일반화된 LS 예측 문제로서 다시 공식화될 수 있다.

임펄스 반응 추정자NTSC 고스트-제거를 위해, Koo GCR로서 달업계에 공지된 도 2에 나타낸 바의 GCR 신호는 상기 한 특성을 갖는 GCR으로 사용된다. 이러한 GCR 신호는 전송된 딜레이전 신호의 수직 블랭킹 간격으로 라인 19 중에 삽입된다. 수상기에서, 원전한 NTSC 타이밍 synch가 추정된다. 이는 디지털 신호 처리기 고스트 제거 필터를 실행하기 위해 사용될 수 있다. 간단히 하기 위해, A/D 변환기는 컬러 부반송파 주파수의 4배인 14.3 MHz의 샘플링 주파수를 사용한다. 채널이 매우 신속하게 변화하지 않는다고 가정하면, 변조된 GCR 신호의 디중 카피는 잡음을 최소화하기 위해 평균된다. 샘플링된 전송된 GCR 신호를 인식하고, 채널에 의해 저하된 신호를 인식함으로써, 채널 식별 문제는 채널의 임펄스 반응을 결정하는 것이다.

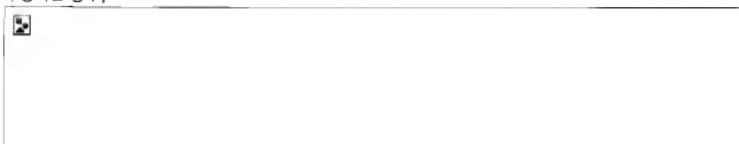
이하, 도 1A를 참조하여, 실제 TV 채널 신호 전송 경로의 설명이 이루어진다. 완전한 타이밍이 추정되기 때문에, TV 채널은 도 1B에 나타낸 바와 같이 일반적인 불연속 시간 채널로서 모델링될 수 있다. 따라서, 본 발명에 따른 방법 및 장치는 고스트 제거 전략으로 특정되지 않지만, 후속하는 가정에 따라 도 1B에 나타낸 바와 같이 모델링된 일의의 채널로 일반화될 수 있다.

모든 시퀀스(즉, 입력, 채널, 잡음 및 출력)는 고스트 제거를 위한 실제 값을 갖는다. 아래 기재된 방법은 마찬가지로 복잡한 시퀀스로 일반화될 수도 있다.

도 1A를 다시 참조하여, 14.3 MHz에서 작동하는 디지털-아날로그(D/A) 변환기(10)를 사용함으로써 아날로그 신호로 변환되는 샘플(Xn)로 GCR 신호를 나타낸다고 가정하자. 이어서, 아날로그 신호는 참조 번호(12)로 나타낸 채널 상에서 작동하고, h(t)로 특징으로 하고, 추가로 w(t)로 나타낸 부가적인 잡음에 의한 영향을 받는다. 수신된 파형(y(t))은 아날로그-디지털(A/D) 변환기(14)를 사용하여 14.3MHz의 주파수에서 샘플링된다. 도 1A 및 도 1B에 나타난 바와 같이, 수신된 신호의 샘플은 y

$y_n = y(nT)$ 로 나타내고, 여기서, T는 샘플링 간격이다. 샘플링된 불연속 채널을 나타내는 h

n 이 $L(t)$, $M(t)$ 로 정의된 간격(즉, 간격 $[-L, MT]$, 또는 동등하게 간격 $[-L, M]$)의 인덱스의 유한 수에 대한 비영 값으로 추정되는 경우,



이고, 여기서, T는 A/D변환기(14)의 샘플링 간격이고, $p=\min(n, M)$, w_p 은 잡음 성분이며, x_x 은 인과적인 것으로도 추정되고, 이하 간격[-L, MT]은 단단히 하기 위해 간격[-L, M]으로 표현될 수 있다. x

x 이 $n=0$ 내지 $(N+L-1)$ 에 대해 유한 세트의 값들을 갖는 경우, 하기 매트릭스 수학식 $y(N+L)_{x1} = T(N+L)_{X(M+L)}h(M+L)_{x1} + W(N+L)_{x1}$ (수학식 2)를 기록할 수 있고, 블드체 활자(y, T, h, w)는 상기한 바와 같이 적절한 크기의 벡터 또는 매트릭스를 나타낸다. 또한

$h(M+L)_{x1} = (h_{-L}, h_{-L+1}, \dots, h_{M-1})^T$, $y(N+L)_{x1} = (y_{-1}, y_{-L+1}, \dots, y_{N-1})^T$, 및 유사한 $W(N+L)_{x1}$ 정의를 갖는 경우,



채널 식별의 문제점은 추정시 여러의 p번째 노름



이 최소화되도록 추정자



를 발견하는 것이다. 여기서, 추정자는 $p=2$ 인 선형적인 것으로 추정된다. 고스트 제거를 위해 '맥스' 노름을 선택하거나 또는 $p=\infty$ 로 설정하는 것이 바람직할 수 있음을 주의한다. 이러한 공식화는 임펄스 반응 길이가 공지된 선형 기술의 길이 및 기준 신호(x

)'의 길이보다 작은 것으로 추정되는 것을 제외하고는 미합중국 특허 제 5,047,859호 및 제 5,111,298호에 기재된 바와 같이 채널 식별의 데코발루션 방법에 기재된 것과 유사하다. 예를 들면, CATV 채널에 의한 임펄스 반응 스펜은 기껏 2μsec이다. 실제로 응용하기 위해, 이는 채널 식별의 문제점을 염청나게 단순화시킨다.

초기에 기재한 바와 같이, 시퀀스(X_n)는 $(-\pi, \pi)$ 벤드의 단편으로 벤드제한된다. 정확히 하기 위해 x

n 이 유한 토대를 갖는 경우, x_n 에 의해 점유된 대역폭 외부의 벤드에서 에너지는 매우 적을 수 있지만, 0은 아니다. 이는 이러한 벤드 외부의 채널에 관한 정보가 잡음에 의해 변조될 수 있음을 의미한다. 이러한 효과는 아래 기재하는 바와 같이 약간의 단순한 비선형 처리 기술에 의해 제거될 수 있다. 본 발명에 따라 임펄스 반응 추정자를 기재하기 위해, 잡음이 0이라고, 즉, 잡음이 없을 때를 추정할 수 있다.

A. 잡음이 없을 때

$w=0$ 일 때, (수학식 2)는 선형 예측의 문제이고, 제 1 추정자에 대응하는 LS 해결책은 하기 수학식



으로 제공되고, 여기서, T^+ 는 무어-펜모어(대략) 인버스이다. T의 단일 값 분해(SVD)를 사용함으로써, 그의 인버스는 다음과 같이 연산될 수 있다.

$T = USW^T$ (수학식 5) 라 하면, 여기서 U 및 W는 직교 매트릭스이고, S는 엘리먼트(s_i)와의 직교 매트릭스이며, 이는 T의 단일 값이다(즉, 이들은 T^T 의 고유치이다). 다음으로

$T^+ = WS^+U^T$ (수학식 6)이고, 여기서



해결하기 위한 다른 시도(수학식 2)는 최소 제곱 문제들은 해결하기 위한 공지된 방법 및 매트릭스 연산을 포함하는 통상적인 수학식을 사용하는 것이다. 예를 들면, 이를 수학식은 다음

$T^Ty = T^TTh$ (수학식 8)으로 주어진 LS 문제를 해결함으로써 얻을 수도 있다.

따라서, 제 2 추정자는 하기 수학식



으로 제공된다.

두 추정자



및



는 무한 정밀도가 모든 양을 나타내게 위해 사용되는 경우 동일하다. (수학식 5)를 사용하면,

$T^T T = WSU^T USW^T = WS^2 W^T$ (수학식 10)따라서, $(T^T T)^+ T^T = (W(S^2)^+ W^T)(WSU^T) = W(S^2)^+ S U^T = WS^+ U^T = T^+$ 그러나, 유한 정밀도가 사용될 때, 두개의 추정자



및



는 상이한 작용을 한다. 매트릭스 표시에서 임의의 동요(예를 들면, 많은 정밀도 때문에)는 여러의 노름으로서 정의된 정규화된 예리



에 기초하여 측정되고, $| | h | |$ 에 의해 양분된다. 공지된 매트릭스 이론 방법을 사용함으로써,



에 대해 정규화된 예리는



양에 비례하고, 여기서 $\kappa(T)$ 는 T 의 조건수이고(T 의 가장 큰 비영 단일 값 및 가장 작은 비영 단일 값의 비율로 정의됨),



는 부정확한 추정값



에 대한 잔류 예리이다.



에 대해, 정규화된 에러는 $K(T)^2$ 에 비례한다. 따라서,



가 작을 때, 추정자



는 추정자



보다 양호한 추정값을 제공한다.

B. 잡음이 존재할 때

w가 평균 독립적이고, 동일하게 분배된 성분을 갖는 것으로 추정되는 경우(즉, 공분산 매트릭스가 σ^2I 와 동일한 경우, I 는 식별 매트릭스임), LS 추정자



는 공지된 적절한 필터 이론에 기초하여 측정된 비와 같은 최상의 선형 비 바이어스 추정값인 것으로 나타낼 수 있다. w가 가우스 값인 경우, LS 추정값은 비바이어스 추정자에 대한 크레이머-라오 하위 경계를 달성한다. 따라서, LS 추정자



는 '화이트' 가우스 잡음에 대한 최상값이다.

앞 단락에서 정규화된 에러에 대해 제공된 표현으로부터, 추정자



는 두가 적인 잡음의 편차에 대해 비교적 둔감하다.



는 잡음 편차에 대응하기 때문에, σ^2 의 큰 값에 대해, 추정자



에 비해 양호한 추정자일 수 있음을 주어야 한다. 이는 이하 기재되는 실험에서 관찰된다.

w가 체널 식별 공정이 개시되기 전에 신신한 신호가 필터를 통해 먼저 통과 되는 경우일 수 있는 화이트가 아닐 때, 일반화된 LS 문제는 다음과 같이 공식화될 수 있다. 일부 B에 대해 $K=BB$

T가 산출되거나 또는 공지될 수 있도록 w가 제로 평균 및 대칭 공분산 매트릭스 σ^2K 를 갖는다고 하자(예를 들면, B는 현재의 필터 임펄스 반응 계수이 B에 들어가는 것을 제외하고는 T와 유사한 매트릭스일 수 있고, 여기서 필터는 수상기에 있다). w = Bv 일 수 있으며, 여기서 v는 화이트이다. B가 단일값이 아닌 경우, (수학식 2)는 아래와 같이 다시 기록할 수 있으며,

$B^{-1}y = B^{-1}Th + V(\text{수학식 } 11)$ 이는 v가 화이트이기 때문에 해결될 수 있다. B가 단일값인 경우, 일반화된 LS 문제는 아래와 같이 공식화된다.

$\min_u^T Bu = Th + Bu(\text{수학식 } 12)$ 해결하는 단순한 방법(수학식 12)은 그의 SVD $U_B S_B W_B$ 에 의해 B를 나타내고, $y = Th + Bu$ 를 $S_B^{-1}U_B^{-1}y = S_B^{-1}T_B^{-1}Th + W_B^{-1}u(\text{수학식 } 13)$ 으로 재기록하는 것이다.

W_B^T 가 직교이기 때문에, $W_B^T u$ 역시 화이트($E W_B^T u u^T W_B = \sigma^2 I$)이다. 따라서, (수학식 12)에서 일반화된 LS 문제가 해결된다. 보다 훌륭한 해결책은 슈도-직교 매트릭스(S

T 및 S_B)에 따라 $T = P^{-1} S_T W_T^T$ 및 $B = P^{-1} S_B W_B^T$ 이도록 직교 매트릭스(W_T 및 W_B) 및 비단일 매트릭스(P)를 사용하여 두 매트릭스(T 및 B)의 지수 SVD를 구성함으로써 얻어진다. S

B 의 근사한 좌측 인버스를 정의할 수 있고, 그에 따라 $S_B^{-1} P y = S_B^{-1} S_T W_T^T h + W_B^T u$ (수학식 14)은 (수학식 13)보다 단순하다.

실현 결과상기 논의한 추정자

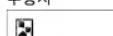


의 유효성을 시험하기 위해, 하기 실험 세트가 수행된다. 고스트-제거에서 채널 식별 문제가 고려된다. 채널(T)은 도 2에 나타낸 Koo GCR 신호를 사용하여 일반화된다(수직 축 상의 진폭, 수평 축 상의 샘플).

도 2의 모든 샘플은 1/14.3 μ sec의 시간격을 나타낸다. 더욱이, GCR 신호는 4.15 MHz의 3dB 대역폭을 갖는다.

GCR 신호가 CATV 채널 너머로 전송될 경우, 임펄스 반응 길이는 기껏 2 μ sec인 것으로 알려졌다. 간격 $MT - (-LT) \geq 2\mu$ sec이고, $T = 1/14.3\mu$ sec이기 때문에, 이는 (수학식 2)에 정의된 스팬(또는 임펄스 반응 길이) $M+L$ 이 약 28임을 의미한다.

다음에서, GCR 신호는 다중 경로 채널을 통해 통과하고, (수학식 4) 및 (수학식 9)에 의해 각각 제공된 제 1 및 제 2 추정자



의 결과는 상이한 시나리오로 연구된다. 또한, 에러는 dB 스케일에서 제곱된 추정 에러(SE),



인 것으로 정의된다.

이하 도 3을 참조하여, 잡음의 부재하에 24와 동일한 $M+L$ 에 따라 제 1 추정자



를 사용하여 얻은 임펄스 반응을 나타낸다. 도 3에서, 추정된 채널 임펄스 반응은 실선(20)으로 나타난다. '제곱' 기호(22)로 역시 나타난 것은 기대되는 임펄스 반응 값이다. 도 3에 관하여, 추정자는 불연속 값들(즉, 그래프 상의 점들)을 제공하고, 실선(20)은 실제로 기대된 임펄스 반응 값에 비교할 때 추정지의 결과를 나타내기 위해 해명의 목적으로 그렸다. 또한, 추정된 채널 임펄스 반응은 상이한 시간에 h

n 의 값에 대응하고, 추가로 각각의 샘플 번호에 대응한다. 도 3은 제 1 추정자



를 사용하여 유도된 계수의 시퀀스의 그래프이다. 다중경로 반응에서 참조 번호 19로 식별한 2개의 프리에코가 존재하고, 여기서 프리에코는 채널의 특성을 보다 복잡하게 만드는 데 주의해야 한다. 좌측에서 우측으로 나타난 프리에코(19)는 h-

2 및 h_{-1} 각각과 동일한 h_n 값에 대응한다. h

0과 동일한 h_n 에 대응하는 추정된 채널 임펄스 반응의 주요 계수는 참조 번호(21)로 식별된다. 또한, 포스트에코 역시 추정된 채널 임펄스 반응에서 발생하며, 참조 번호(23)에 의해 나타낸다. 도 3으로부터 관찰할 수 있듯이, 추정된 임펄스 반응과 기대되는 임펄스 반응 사이의 대응은 매우 치밀하며; 측정된 SE는 -58.1 dB로 밝혀졌다.

이하 도 4를 참조하여, 도 3의 임펄스 반응의 대응하는 주파수 반응을 나타낸다. 도 4에서, 추정된 채널 주파수 반응

은 실선(30)으로 나타낸다. 더욱이, 도 4에서 'x' 기호(32)는 공지된 채널 임펄스 반응으로부터 인산된 주파수 반응의 기대되는 진폭을 특정한다. 도 4는 점선(34)으로 나타낸 비와 같이 이상화환 GCR의 주파수-반응의 진폭을 나타낸다. GCR 신호에 관하여, 스펙트럼의 일부는 신뢰할 수 있는 정보(두곳에서 참조 번호(36)로 식별됨)를 포함하고, 스펙트럼의 일부는 신뢰할 수 없는 정보(참조 번호(38)로 식별됨)를 포함한다. 참조 번호(38)로 식별된 GCR 신호의 영역은 극도로 낮은 에너지(즉, 비영)를 함유하고, 신뢰할 수 없는 것으로 간주된다.

도 5 및 도 6은 24와 동일한 M+L에 대해, 제 2 추정자



에 대한 임펄스 반응 및 주파수 반응의 진폭을 나타낸다. 수치 정확도에 대한 이러한 제 2 추정자의 민감성은 높기 때문에, T

T의 일부 작은 단일 값은 0으로 설정된다(모든 실험은 단일-정확도 부동 소수점 연산을 사용하여 수행함.) 결과적으로, 임펄스 반응(샘플 번호에 대한 한 샘플값)은 도 5에 나타낸 비와 같이 약간 뒤회되고, 여기서, 추정된 채널 임펄스 반응은 실선(40)으로 나타낸다. 도 5에 관하여, 추정자는 불연속 값들(즉, 그래프 상의 점들)을 제공하고, 실선(40)은 실제로 기대된 임펄스 반응 값에 비교할 때 추정자의 결과를 나타내기 위해 설명할 목적으로 그렸다. 따라서, 도 5는 제 2 추정자 h

n 를 사용하여 유도된 계수의 시퀀스의 그래프이다. 다중경로 반응에서 참조 번호 39로 식별한 2개의 프리에코기 존재하는 것에 주의해야 한다. h

과 동일한 h_n 에 대응하는 추정된 채널 임펄스 반응의 주요 계수는 참조 번호(41)로 식별된다. 또한, 포스트에코 역시 추정된 채널 임펄스 반응에서 발생하며, 참조 번호(43)에 의해 나타낸다. 여전히 도 5를 참조하면, 약간의 동요가 6 내지 19의 샘플 번호의 범위 사이에 실선(40)에서 발생하며, 이는 추정자가 0과 상이한 것을 나타내는 것에 주의해야 한다.

도 5의 임펄스 반응의 대응하는 추정된 채널 주파수 반응(주파수에 대한 주파수 반응의 진폭)은 실선(50)으로 나타낸다.

'x' 기호(32)를 포함하는 허선(52)은 공지된 채널 임펄스 반응으로부터 인산된 주파수 반응의 기대되는 진폭을 특정한다. 도 6은 점선(54)으로 나타낸 비와 같이 이상화환 GCR의 주파수-반응의 진폭을 나타낸다. GCR 에너지가 도 6으로부터 알 수 있듯이 참조 번호(38)로 식별된 신뢰할 수 없는 정보 영역에 대응하여 7.4 내지 16.6 주파수 단위에서 매우 작은 경우의 영역의 주파수 반응에서 단일 값들이 0 유도 예리로 버려지는것에 주목하는 것은 흥미롭다. 달리 말하자면, 추정된 반응은 기대되는 반응과 동일하지 않고; 오히려, 추정된 반응은 기대되는 반응에서 약간 벗어난다.

도 5 및 도 6을 얻기 위해 0으로 설정된 단일 값들의 수는 최종 SE가 발견될 때까지, 가장 작은 단일 값들의 증가하는 수를 버림으로써 밝혀졌다. 24와 동일한 M+L에 대해, 아래 기재한 표 1은 최상의 SE 수행이 가장 작은 4개의 단일 값들을 버림으로써 얻어지는것을 나타낸다. 이를 4개의 단일 값들은 1×10

⁴ 미안(이하, 10-4로 표현함)인 것으로 밝혀졌다. 또한, T

T에 근사한 인버스가 어떻게 산출되는 지는 중요하지 않다. 예를 들면, 인버스는 T

T의 SVD를 사용하여 산출될 수 있다. T

T의 SVD를 사용하여 인버스를 산출하는 방법은 이러한 연산 및 후속 연산을 위해 (수학식 9)에 의해 기재된 추정자



를 산출하기 위해 사용된 방법이다. 대안으로 인버스는 T 및 (수학식 10)의 단일 값들을 사용함으로써 산출될 수 있다. 두 경우, 결과는 4개의 단일 값들이 최소 SE를 얻기 위해 버려질 필요가 있음을 나타낸다. 일반적으로, 스펙트럼 또는 임펄스 반응 값이(M+L)가 공지된(또는 상향 경계된) 경우, 본 명세서에 기재된 이러한 기술은 버려지는 값들의 최상의 수를 결정하기 위해 사용될 수 있다. 대신에 M+L이 수상기에서 기변되는 경우, 그와 같이 버려진 값들의 수는 당업계에 공지된 다른 비선형 최소 제곱 기술에 의해 복잡하지 않게 얻을 수 있다.

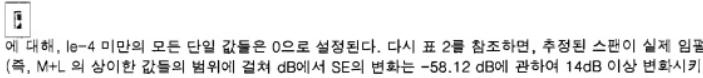


M+L의 상이한 값들의 선택을 피하는 한가지 방식은 채널 임펄스 반응에 대해 보수적인 상향 경계를 사용하는 것이다. 이어서, M+L의 선택에 민감한 경우를 결정하는 것은 흥미롭다. 따라서, 동일한 다중 경로 채널에 대해, M+L 값은 표 2에서 개략적으로 기재된 바와 같이 두 추정자

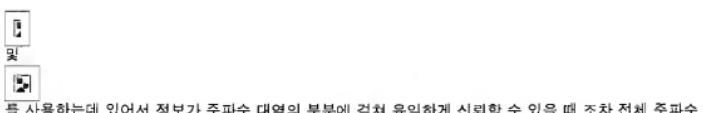


에 대해 변화되고 산출된다.

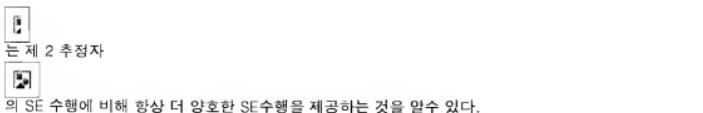
(수학식 9)로 기재한 제 2 추정자



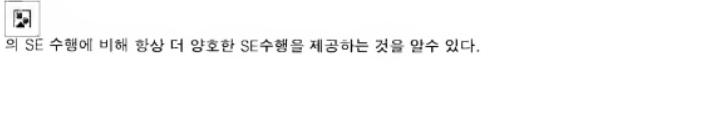
에 대해, 10^{-4} 미만의 모든 단일 값들은 0으로 설정된다. 다시 표 2를 참조하면, 추정된 스펜이 실제 임펄스 반응 스펜 (즉, M+L의 상이한 값들의 범위에 걸쳐 dB에서 SE의 변화는 -58.12 dB에 관하여 14dB 이상 변화시키지 않는 것에 주의)의 2배 이상일 때 수행의 활발함에 주의해야 한다. 표 2로 부터, 추정자



를 사용하는데 있어서 정보가 주파수 대역의 부분에 걸쳐 유일하게 신뢰할 수 있을 때 조차 전체 주파수 대역에 걸쳐 채널의 추정값을 유리하게 얻을 수 있다. 더욱이, 표 2로부터 잡음 부재시에 제 1 추정자



는 제 2 추정자



의 SE 수행에 비해 항상 더 양호한 SE 수행을 제공하는 것을 알 수 있다.



다음으로, 실험은 잡음 존재하의 수행을 시험하기 위해 수행되었다. 주어진 SNR에 대해 다음과 같이 정의된다.



잡음 편차 σ^2 가 산출될 수 있다. 영 평균 및 편차 σ

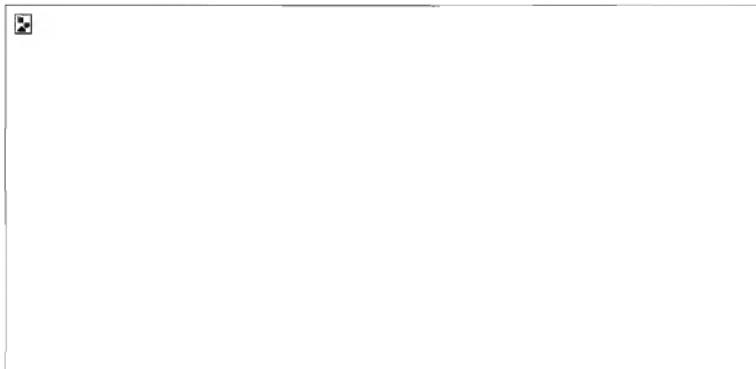
2 를 갖는 가우스 난수가 채널임펄스-반응 계수를 추정하기 전에 자극된 채널의 출력에 첨가된다. 잡음 샘플 빅터들의 상이한 세트가 상이한 SE를 갖는 상이한 임펄스-반응 계수를 초래하고, 20-30개의 잡음 샘플 빅터 세트에 대해 얻은 최대 제곱 추정 예측 SE를 표 3에 보고한다. 제 2



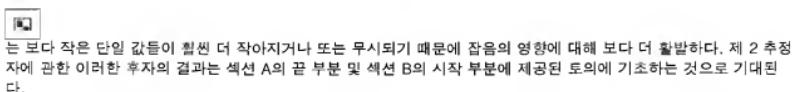
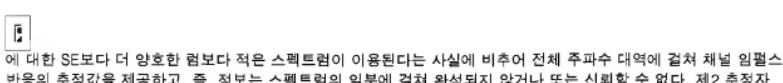
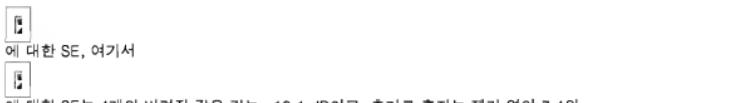
에 대해, 버려진 SVD 값의 수는 모든 경우 4이다. 제 1 후정자



에 대해, 2가지 경우의 세트가 고려된다. 제1 세트에 대해, 모든 단일 값들이 사용된다. 제2 세트에 대해, 표 3의 제3 갈림의 괄호 안에 나타낸 가장 작은 단일 값들의 최상의 수는 0으로 버려졌다.



잡음의 존재 하에 2개의 추정자들의 수행을 위한 설명은 다음과 같다. 제1 추정자 T-51는 모든 단일 값에 존재하는 정보를 사용하도록 시도하거나 또는 달리 말하자면, 정보는 GCR 신호의 전체 디지털 스펙트럼에 존재 한다. 그러나, 신호는 4.2 내지 7.15 MHz 범위에서 막대하게 상쇄되고(도 4에 나타내고, 정규화된 주파수의 단위로 표현한 바와 같아 약 7.4 내지 16.6의 범위에 대응함), 이 영역에서 잡음은 낮은 SNR에 대한 수행을 저하시킨다. 4.2 내지 7.15 MHz 영역의 정보에 대응하는 단일 값들의 규정된 수(즉, 보다 작은 단일 값들)가 버려지고, 이것이 이 영역에서 무시하는 정보에 대응하는 경우, 개선된 수행이 얻어진다. 예를 들면 40 dB의 SNR을 위해 표 3에서



모든 경우, 다중 경로 채널은 비교 목적으로 동일한 것으로 선택된다. 마찬가지 작용이 상이한 다중 경로 채널의 다양성에 대해 알아졌다.

수행임펄스-반응 스팬(M+L)이 GCR 신호의 스팬에 비해 작을 때, (수학식 9)에 기재된 제 2 추정자

는 수행의 건지에서 상당히 유리하다. T는 토플리츠이고, T

T^T는 대칭성이기 때문에, 2개의 매트릭스 승산을 수행하기 위해 수상기에 기억되어야 하는 샘플 값들의 전체수는 다음과 같다.



CATV의 고스트 제거를 위해, 임펄스-반응 스펜(M+L)은 28과 동일하고, N은 564와 동일하고, 여기서 N은 (수학식 16)을 사용하는 GCR 신호의 샘플들의 규정된 수의 대응하고, 이는 도 2에 나타낸 Koo GCR 신호의 비영 값만을 고려하여 전체 970개의 샘플값(즉, $406+564=970$)을 의미한다.

도 7은 이하 추가로 기재하게 될 일반적인 고스트-제거 시스템을 추가로 나타낸다. 작동 중에, 추정자



를 결정하기 위해 (수학식 9)의 2개의 매트릭스 승산은 표준 소프트웨어 라이브러리 루틴을 사용하는 디지털-신호 처리기(DSP)의 소프트웨어로 수행될 수 있다. 또한, 당업계에 공지된 비와 같이 벡터를 갖는 대칭 매트릭스의 승산을 위해 적절한 알고리즘 역시 사용될 수 있다. ($M+L$)*($M+L-1$)/2값은 T에서 0이고, 이는 수신된 신호 벡터를 갖는 토플리즈 매트릭스 T의 승산의 수행을 단순화시킨다.

고스트 제거필터비전 신호를 전송하는 동안 발생하는 에코를 제거하는데 통상적으로 2가지 주요 단계가 포함된다. 먼저, 통신 채널(임의의 경우 에코를 포함함)의 특성은 추정자



및



에 대응하여, 본 발명이 방법 및 장치에 따라 수상기에 결정된다. 이들 특성으로부터, 인버스 채널 특성은 필터 계수의 시퀀스의 형태로 결정된다. 이들 계수는 인버스 채널 처리, 즉 에코 제거를 수행하기 위해 사용되는 필터에 제공된다.

수신된 비디오 신호는 상이한 지역 시간 및 진폭을 갖는 원래 전송된 신호의 과다 중첩된 카피로 이루어진 에코를 함유한다. 가장 강력한 신호 성분은 원래 전송된 또는 주요 신호 성분을 나타낸다. 시간 영역을 보면, 주요 신호 성분 전에 발생하는 임의의 에코 성분은 프리-에코라 칭하고, 주요 신호 성분 후에 발생하는 임의의 카피는 포스트-에코라 칭한다.

도 7은 에코의 두 유형을 제거하기 위해 사용될 수 있는 에코 제거 회로를 기재한다. IIR 필터(61)는 포스트-에코를 제거하기 위해 사용되고, IIR 필터(63)는 프리-에코를 제거하기 위해 사용된다.

비디오 샘플이 수신되고, 아날로그-디지털(A/D) 변환기(65)에 입력되고, 텔레비전 신호의 수직 블링킹 간격 동안 전송되는 고스트 제거 기준(GCR) 신호로서 통상적으로 공지된 시험 신호는 분리되어 버퍼 메모리(67)에 공급된다. 채널 특성에 따라 외곡된 이렇거나 기존 신호는 때때로 프레임 수에 비해, 샘플링된 버전의 평균은 도 8에 보다 상세히 나타난 처리기(69)에 공급된다. 판독 전용 메모리(ROM)(70)은 전송된 GCR의 미리처리되고 기억된 버전을 함유하고, 버퍼(67)의 내용은 CPU(72)에서 (ROM)(70)으로부터 GCR의 기억된 버전에 비교되고, 이러한 비교로부터 채널의 임펄스 반응은 본 발명에 따라 추정자



및



를 사용하고 추가로 필터(61 및 63)에 대한 계수의 시퀀스를 연산하기 위해 결정될 수 있다.

본 발명은 기재할 목적으로, 도 2의 시간 영역에 나타낸 바와 같이 Koo GCR 신호를 사용하였다. 이렇나 GCR은 (ROM)(70)에 전송되고 기억된 신호이고(이거나) (ROM)(70)에 기억된 신호의 처리된 버전이다. 본 발명은 Koo GCR

신호를 사용하는 것에 관하여 기재하였지만, 본 발명이 결과적으로 표준으로서 선택될 수도 있는 시험 기준 신호의 임의의 다른 유형에 의해 실시될 수 있음을 이해해야 한다.

필터 계수가 필터(61 및 63)에 공급된 후, 원천하 텔레비전 신호가 에코 성분이 실질적으로 제거된 이들 필터를 통해 처리된다. IIR 필터(61)의 출력은 디지털-아날로그(D/A) 변환기(74)에 공급되고, 이후 비디오 출력 신호로서 존재한다.

결론채널의 임펄스-반응 스펜에 관한 정보를 이용하는 채널 식별의 거의 최상의 방법을 본 명세서에 기재하였다. 본 발명에 따라, 제 1 및 제2 추정자



및



를 개발하기 위해 최소 제곱법이 사용되었으며, 여기서 임펄스-반응 스펜은 GCR 신호 스펜의 그것보다 더 작다. 제1 추정자



는 잡음이 없을 때 이상적으로 선택되는 SE 수령을 행하는 것으로 나타났다. 그러나, 잡음의 존재하에, 제1 추정자 T-68의 SE 수령은 상당히 극적으로 된다. 제2 추정자



는 잡음이 없는 상황에서 수적인 정확도의 효과를 나타내고(즉, 표 1에 나타낸 바와 같이 10^{-4} 미만의 단일 값을 버리지 않음), 그에 따라 잡음의 부재하에 SE 수령을 보다 일등하게 한다. 그러나, 제2 추정자



의 SE 수령은 잡음의 존재하에 보다 암호하다.

더욱이, 제2 추정자



는 임펄스 반응 스펜(M+L)이 GCR 신호 스펜보다 훨씬 더 작을 경우에 특히 보다 용이한 실시간 수령이 이루어지는 부가된 장점을 갖는다. 따라서, 제2 추정자



는 TV 고스트-제거의 일부로서 채널 식별을 위해 효율적으로 사용될 수 있다.

추정자



및



를 사용하는 두 경우, 정보가 주파수 대역의 일부에 걸쳐 완전하지 않거나 또는 신뢰할 수 없다는 사실에 비추어 그의 전체 주파수 대역에 걸쳐 채널의 추정을 유리하게 얻을 수 있다. 달리 말하자면, 전체 주파수 대역에 걸쳐 채널이 추정은 추정치를 얻는데 사용된 정보가 주파수 대역의 일부에 걸쳐 신뢰할 수 있는 경우조차 얻을 수 있다.

오약하지만, 본 발명의 바람직한 일면은 2개의 최소 재급(LS) 추정자를 이용하여 채널을 식별하는 방법 및 장치를 제공한다. 각각의 LS 추정자는 정보가 주파수 대역의 일부에 걸쳐 완전하지 않거나 또는 신뢰할 수 없다는 사실에 비추어 그의 전체 주파수 대역에 걸쳐, 채널 값들의 시퀀스를 산출하고, 추가로 추정된 채널 임펄스 반응을 결정하기 위해 사용된다. 각각의 LS 추정자는 추정된 채널 임펄스 반응 스펜이 공지된 시험 신호의 스펜보다 적은 경우에 작동하고, 시험 신호는 채널을 식별하는데 사용하기 위해 채널 상으로 전송된다. 수신된 신호로부터 채널 유도된 왜곡을 제거하기 위한 TV 고스트-제거 시스템에서, 각각의 LS 추정자는 채널 임펄스 반응 계수를 연산하기 위해 사용되고, 여기서, 이 시스템은 신호들로부터 채널의 효과를 제거하기 위해 채널 임펄스 반응에 대해 반응성을 고스트-제거 필터를 포함한다.

본 발명은 그의 바람직한 실시예에 관하여 특별히 나타내고 기재하였지만, 본 발명의 정신 및 범위에서 벗어나지 않는 형태의 다양한 변화가 이루어질 수 있음을 당업계의 숙련자들은 이해할 수 있을 것이다.

산업상이용기능성

내용 없음

(57)청구의 범위

청구항1

식별된 통신 채널로부터 신호(y)를 수신하는 단계[여기서 신호(y)는 시험 신호(x)가 통신 채널을 통해 통과한 후 시험 신호(x)를 포함함]; 및 통신 채널의 추정값을 제공하는 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계[여기서, 채널 값의 시퀀스는 $[-L, M]$ 에 의해 제한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 채널 임펄스 반응은 $M+L$ 과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펜은 시험 신호(x)의 스펜 신호보다 더 작고, 상기 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계는 최소 제곱법(LS) 추정자를 추가로 포함함]를 포함하는 통신 채널 식별 방법.

청구항2

제 1항에 있어서, 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계가 하기 수학식



[여기서, T^+ 는 T 의 무어-펜모어(대략) 인버스이고, T 는 하기 수학식



으로 제공된 토플리츠 매트릭스이며, 여기서 $n=0$ 내지 $(N+L-1)$ 에 대해, x_n 은 기준 시험 신호(x_{REF})의 샘플링 값의 유한 시퀀스이고, 기준 시험 신호(x_{REF})는 통신 채널에 의해 변조되지 않은 시험 신호 x 를 포함하고, N 은 x_n 의 유한 시퀀스의 샘플링 값의 수와 동일하고, y 는 수신된 신호의 샘플링 값의 유한 시퀀스이다]으로 주어진 최소 제곱법(LS) 추

정자



를 사용하는 것을 추가로 포함하는 통신 채널 식별 방법.

청구항3

제1항에 있어서, 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계가 하기 수학식T-76[여기서, $(TT)^n TT$ 는 거의 T^+ 와 동일하고, T^+ 는 T 의 무어-펜모어(대략) 언버스이고, T 는 하기 수학식T-77으로 제공된 토플리즈 매트릭스이며, 여기서 $n=0$ 내지 $(N+L-1)$ 에 대해, x_n 은 기준 시험 신호(x_{REF})의 샘플링 값의 유한 시퀀스이고, 기준 시험 신호(x_{REF})는 통신 채널에 의해 변조되지 않은 시험 신호 x 를 포함하고, N 은 x_n 의 유한 시퀀스의 샘플링 값의 수와 동일하고, y 는 수신된 신호의 샘플링 값의 유한 시퀀스이다]으로 주어진 최소 제곱법(LS) 추정자



를 사용하는 것을 추가로 포함하는 통신 채널 식별 방법.

청구항4

제 1항에 있어서, 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계가 많은 단일-값-분해(SVD) 단일 값을 발생하는 단계 및 SVD 단일 값의 최적의 수가 영으로 버려지는 단계를 추가로 포함하는 통신 채널 식별 방법.

청구항5

제 4항에 있어서, SVD 단일 값의 최적의 수를 영으로 버리는 단계가 (i) 가장 작은 단일 값의 제1의 수를 버리는 단계 및 (ii) LS 추정자의 수행의 최소 제곱 추정 어러(SE)가 얻어질 때까지 가장 작은 단일 값의 증가하는 수를 계속하여 제거하는 단계를 포함하는 통신 채널 식별 방법.

청구항6

제4항에 있어서, SVD 단일 값의 최적의 수를 영으로 버리는 단계가 1×10^{-4} 미만의 단일 값을 버리는 단계를 포함하는 통신 채널 식별 방법

청구항7

시험 신호(x)가 식별될 통신 채널을 통해 통과한 후의 시험 신호(x)를 포함하는 신호(y)를 수신하는 수단(시험 신호(x)는 통신 채널 상으로 전송되고, 신호 스펜을 추가로 가짐);통신 채널에 의해 변조되지 않은 시험 신호(x)를 포함하는 기준 시험 신호(x_{REF})를 기억하는 수단; 및 통신 채널의 추정값을 제공하는 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스를 산출하기 위해 수신된 신호(y) 및 기준 시험 신호(x_{REF})에 반응성인 수단[여기서, 채널 값의 시퀀스 [-L, M]에 의해 제한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 채널 임펄스 반응은 M+L과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펜은 시험 신호(x)의 스펜 신호보다 더 작고, 상기 산출 수단은 최소 제곱법(LS) 추정자를 추가로 포함함]를 포함하는 통신 채널 식별 장치.

청구항8

시험 신호(x)가 통신 채널을 통해 통과하고, 그에 의해 왜곡된 후의 시험 신호(x)를 포함하는 신호(y)를 포함하는 신호를 수신하는 단계(시험 신호(x)는 통신 채널 상으로 전송되고, 신호 스펜을 추가로 가짐);통신 채널의 추정값을 제공하는 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계를 포함하는 통신 채널을 실시간으로 식별하는 단계[여기서, 채널 값의 시퀀스 [-L, M]에 의해 제한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 채널 임펄스 반응은 M+L과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펜은 시험 신호(x)의 스펜 신호보다 더 작고, 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계가 최소 제곱법(LS) 추정자를 사용하는 단계를 추가로 포함함]; 및 신호들로부터 채널 유도된 왜곡을 제거하기 위해, 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스에 반응하여 수신된 신호들을 실시간으로 필터링하는 단계를 포함하는 신호들로부터 채널 유도된 왜곡의 제거 방법.

청구항9

시험 신호(x)가 통신 채널을 통해 통과하고, 그에 의해 왜곡된 후의 시험 신호(x)를 포함하는 신호(y)를 포함하는 신호를 수신하는 수단(시험 신호(x)는 통신 채널 상으로 전송되고, 신호 스펜을 추가로 가짐);통신 채널의 추정값을 제공하는 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스를 산출하는 단계를 포함하는 통신 채널을 실시간으로 식별하기 위해 수신된 신호(y) 및 기준 시험 신호(x_{REF})에 반응성인 수단[여기서, 채널 값의 시퀀스는 [-L, M]에 의해 제

한된 기간에 비영 인덱스의 유한 수의 샘플링된 불연속 채널을 포함하고, 채널 임펄스 반응은 M+L과 동일한 임펄스 반응 스펜을 가지며, 임펄스 반응 스펜은 시험 신호(x)의 스펜 신호보다 더 작고, 상기 산출 수단은 최소 제곱법([LS] 추정자를 추가로 포함함); 및신호들로부터 채널 유도된 왜곡을 제거하기 위해, 추정된 채널 임펄스 반응에 대응하는 채널 값의 시퀀스에 반응하여 수신된 신호들을 실시간으로 필터링하는 수단을 포함하는 신호들로부터 채널 유도된 왜곡의 제거 장치.

청구항10

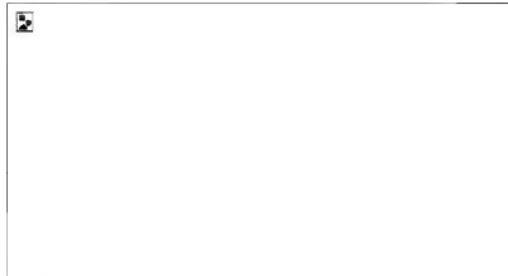
제9항에 정의된 바와 같은 신호(이 신호는 텔레비전 신호임)로부터 채널-유도된 왜곡을 제거하는 장치; 및필터링 수단에 의해 공급된 필터링된 신호를 디스플레이하기 위한 디스플레이 수단을 포함하는 텔레비전 수상기.

도면

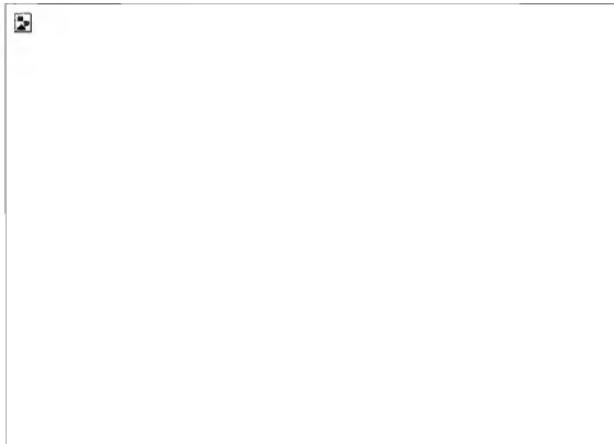
도면1a



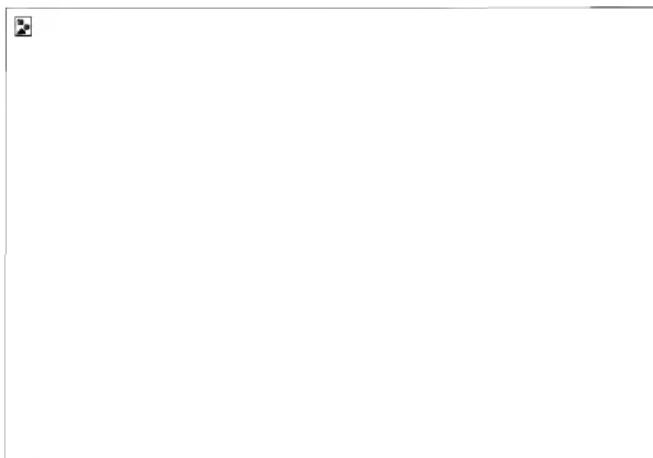
도면1b



도면2



도면3



도면4



도면5



도면6



도면7



도면8

